

適応二次磁束オブザーバを用いた 速度センサレスベクトル制御系のパラメータの影響

永 野 孝

Influence of Controller Parameters of Vector Control System without Speed Sensor using the Adaptive Rotor Flux Observer

Takashi NAGANO

(Received September 29, 2006)

Abstract The vector control of induction motor is widely used. This method needs accurate motor parameter but the stator and rotor resistance vary due to motor temperature variation. The indirect field oriented control of an induction motor requires value of rotor resistance only, but the direct field oriented control method with rotor flux observer requires value of not only rotor resistance but also stator resistance in the controller.

The vector control of induction motor without a speed sensor requires the estimations of rotor flux and the rotor speed. Since the estimations use the machine parameters and the stator voltage and current components as input quantities, the stability of the system is sensitive to the variations of the machine parameters.

In this paper, the direct field oriented control system of the induction motor without a speed sensor using the adaptive rotor flux observer (MRAS method) is studied. The step responses are calculated to investigate the influences of controller parameters.

Keywords [Vector control, Induction motor, Without speed sensor, MRAS method]

1 序論

産業界における可変速ドライブでは、メンテナンスフリー化や耐環境性が強く望まれ、かご形誘導電動機のインバータドライブが普及している。

また、近年環境問題などの点から電気自動車に注目が集まっている。電気自動車駆動用モータとして求められる要素としては高効率化、小型化、高速化、低コスト化などがあげられる。ベクトル制御の登場によってその堅牢性からも誘導電動機は電気自動車駆動用モータの1つとして考えられている。

従来の誘導電動機のベクトル制御においては、速度検出は不可欠であった。しかし、汎用インバータによる駆動、超高速電動機駆動、特殊環境下における駆動などの速度センサを取り付けられない用途に

対するベクトル制御適用の要求の増加により、速度センサを用いない、速度センサレスベクトル制御の研究が盛んに行われている^{1)~3)}。

そして、誘導電動機の速度センサレスベクトル制御によって、かご形誘導電動機本来の堅牢さを活かし、しかもベクトル制御の特長であるダイナミックな制御性の良さやトルク制御機能を備えた自由度の高い可変速ドライブシステムを実現することが可能となる⁴⁾。

ここでベクトル制御法^{5,6)}には、間接形（滑り周波数形）と直接形（磁界オリエンテーション形）とがある。間接形は、磁束検出を必要としない反面、電動機定数（特に二次抵抗）の影響を受けやすいという欠点がある。直接形は、二次磁束の検出または推定が必要であり、通常、二次磁束オブザーバが用い

られる。この方法は、電動機定数に対する感度が低いという長所を持っている⁷⁾。

本論文では、適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレスベクトル制御系の非線形微分方程式⁸⁾を数値計算することにより、速度センサレスベクトル制御系の制御回路定数が速度制御に与える影響を検討した。

2 回路構成

図1に、適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御系(MRAS方式)を示す⁸⁾。二次磁束推定値 $\hat{\phi}_{2\alpha}, \hat{\phi}_{2\beta}$ と偏差 $\varepsilon_{1\alpha}, \varepsilon_{1\beta}$ は、一次電圧 v_u, v_v, v_w と一次電流 i_u, i_v, i_w から求めている。速度推定値 $\hat{\omega}_r$ は、二次磁束推定値 $\hat{\phi}_{2\alpha}, \hat{\phi}_{2\beta}$ と偏差 $\varepsilon_{1\alpha}, \varepsilon_{1\beta}$ の外積をPI制御することで求めている。速度制御器では、速度推定値 $\hat{\omega}_r$ と速度指令値

ω_r^* より i_{1q}^{**} を求めている。次に、 i_{1q}^{**} を一次遅れフィルタを通すことでトルク成分電流指令値 i_{1q}^* を演算している。一次遅れフィルタは、トルク成分電流指令値 i_{1q}^* の脈動低減、発振抑制のために挿入してある。図2に、適応二次磁束オブザーバ⁹⁾を示す。

3 微分方程式の導出

3.1 誘導電動機

二次鎖交磁束の回転角速度 ω_s で回転する dq 座標系における誘導電動機の電圧方程式は次のように与えられる。

$$p \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} -R_1 L_2 & \omega_s L_1 L_2 - \omega_s M^2 \\ -\omega_s L_1 L_2 + \omega_s M^2 & -R_1 L_2 \\ R_1 M & -\omega_s L_1 M + \omega_s L_1 M \\ \omega_s L_1 M - \omega_s L_1 M & R_1 M \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ v_{2d} \\ v_{2q} \end{pmatrix}$$

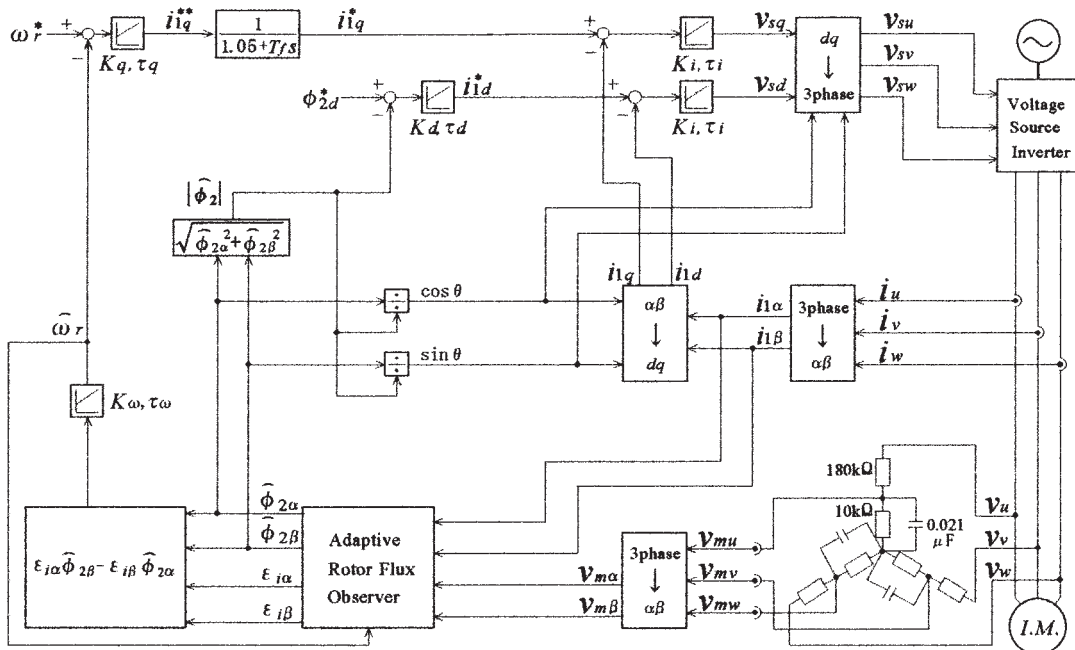


Fig.1 Direct field oriented control system of induction motor without speed sensor using adaptive rotor flux observer (MRAS method)

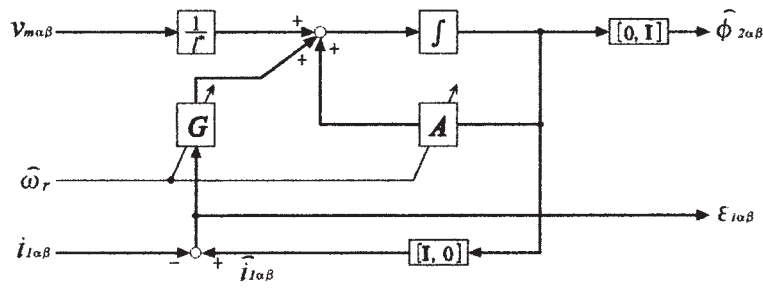


Fig.2 Adaptive rotor flux observer

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} R_2 M & \omega_\phi L_2 M - \omega_S L_2 M \\ -\omega_\phi L_2 M + \omega_S L_2 M & R_2 M \\ -R_2 L_1 & -\omega_\phi M^2 + \omega_S L_1 L_2 \\ \omega_\phi M^2 - \omega_S L_1 L_2 & -R_2 L_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{pmatrix} \\
 & + \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} L_2 v_{1d} \\ L_2 v_{1q} \\ -M v_{1d} \\ -M v_{1q} \end{pmatrix} \quad (1)
 \end{aligned}$$

ただし、 $\Delta = L_1 L_2 - M^2$

p : 微分演算子

R_1, R_2 : 一次、二次抵抗

L_1, L_2 : 一次、二次自己インダクタンス

M : 相互インダクタンス

また、機械系の運動方程式は次式で表される。

$$p\omega_r = \frac{1}{J} \left\{ \frac{P}{2} M (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) - T_L \right\} \quad (2)$$

ここで、 J : 慣性モーメント

P : 極数

T_L : 負荷トルク

3.2 適応二次磁束オブザーバ

図2の静止座標軸上の式を、 dq 変換し適応二次磁束オブザーバの微分方程式を求めると、以下のようになる。

$$p\hat{i}_{1d} = -g_1 \hat{i}_{1d} + g_2 \hat{i}_{1q} + (a_{r11}^* + g_1) \hat{i}_{1d} + (\omega_\phi - g_2) \hat{i}_{1q} + a_{r12}^* \hat{\phi}_{2d} + b_1 v_{md} \quad (3)$$

$$p\hat{i}_{1q} = -g_2 \hat{i}_{1d} - g_1 \hat{i}_{1q} - (\omega_\phi - g_2) \hat{i}_{1d} + (a_{r11}^* + g_1) \hat{i}_{1q} + a_{r12}^* \hat{\phi}_{2d} + b_1 v_{mq} \quad (4)$$

$$p\hat{\phi}_{2d} = -g_3 \hat{i}_{1d} + g_4 \hat{i}_{1q} + (a_{r21}^* + g_3) \hat{i}_{1d} - g_4 \hat{i}_{1q} + a_{r22}^* \hat{\phi}_{2d} \quad (5)$$

ここで、 $g_1 = (k-1)(a_{r11}^* + a_{r22}^*)$

$g_2 = (k-1)a_{r22}^*$

$g_3 = (k^2 - 1)(c^* a_{r11}^* + a_{r21}^*) - c^*(k-1) \times (a_{r11}^* + a_{r22}^*)$

$g_4 = -c^*(k-1)a_{r22}^*$

3.3 速度推定器

速度推定器は、 $\alpha\beta$ 静止座標軸上における式を dq 変換し、 $\hat{\phi}_{2q} = 0$ とおき p 項について整理すると次式が得られる。

$$p\hat{\omega}_r = K_\omega \left\{ (p\hat{i}_{1q} - pi_{1q}) \hat{\phi}_{2d} + (\hat{i}_{1q} - i_{1q}) p\hat{\phi}_{2d} \right\} + \frac{K_\omega}{\tau_\omega} \{ (\hat{i}_{1q} - i_{1q}) \} \hat{\phi}_{2d} \quad (6)$$

3.4 速度制御器

速度制御器は、速度指令値 ω_r^* と速度推定値 $\hat{\omega}_r$ の偏差を入力とするPI制御器と一次遅れフィルタで構成されている。それぞれ次式で表される。

$$pi_{1q}^{**} = K_q \left\{ \frac{P}{2} p\omega_r^* - p\hat{\omega}_r \right\} + \frac{K_q}{\tau_q} \left\{ \frac{P}{2} \omega_r^* - \hat{\omega}_r \right\} \quad (7)$$

$$pi_{1q}^* = \frac{1}{T_f} (i_{1q}^{**} - i_{1q}^*) \quad (8)$$

3.5 磁束制御器

磁束制御器は、二次磁束指令 ϕ_{2d}^* と二次磁束推定値の大きさ $|\hat{\phi}_{2d}|$ の偏差を入力とするPI制御器で構成されている。

$$pi_{1d}^* = K_d (p\phi_{2d}^* - p\hat{\phi}_{2d}) + \frac{K_d}{\tau_d} (\phi_{2d}^* - \hat{\phi}_{2d}) \quad (9)$$

3.6 電流制御器

電流制御器は、 dq 同期座標軸上で電流のPI制御を行っている。従って、電流制御器は次式で表される。

$$pv_{sd} = K_i (pi_{1d}^* - pi_{1d}) + \frac{K_i}{\tau_i} (i_{1d}^* - i_{1d}) \quad (10)$$

$$pv_{sq} = K_i (pi_{1q}^* - pi_{1q}) + \frac{K_i}{\tau_i} (i_{1q}^* - i_{1q}) \quad (11)$$

3.7 相電圧検出回路

相電圧検出回路は、 dq 同期座標軸上において次式で表される。

$$pv_{md} = \frac{1}{T_v} (K_v v_{sd} - v_{md}) + \omega_\phi v_{mq} \quad (12)$$

$$pv_{mq} = \frac{1}{T_v} (K_v v_{sq} - v_{mq}) - \omega_\phi v_{md} \quad (13)$$

4 数値計算結果

図2の適応二次磁束オブザーバの式は、(3)~(5)式で表される。オブザーバゲイン行列は、オブザーバの動特性を決定する任意の行列であり、オブザーバの極が誘導電動機固有の極の k 倍に比例するように計算される。そして、オブザーバの極を回転数に応じて変化させるように、オブザーバゲイン行列を決める方がよいとされている。図3は、オブザーバゲインの設定パラメータ k の影響について回転速度、回転速度推定値、二次磁束推定値、発生トルクについてシミュレーションした。表1に、計算に用いた誘導電動機定数および制御回路定数を示す。

回転数は定格回転数1710rpmの半分の855rpmから885rpmに変化し、負荷トルクは定格トルクの半分の $T_L = 4.1$ Nmとした。ここで、適応二次磁束オブザーバのオブザーバゲインの設定パラメータ k は、観測対象である誘導機の1.2倍の速さで収束するように $k = 1.2$ に設定するのがよいとされている⁸⁾。

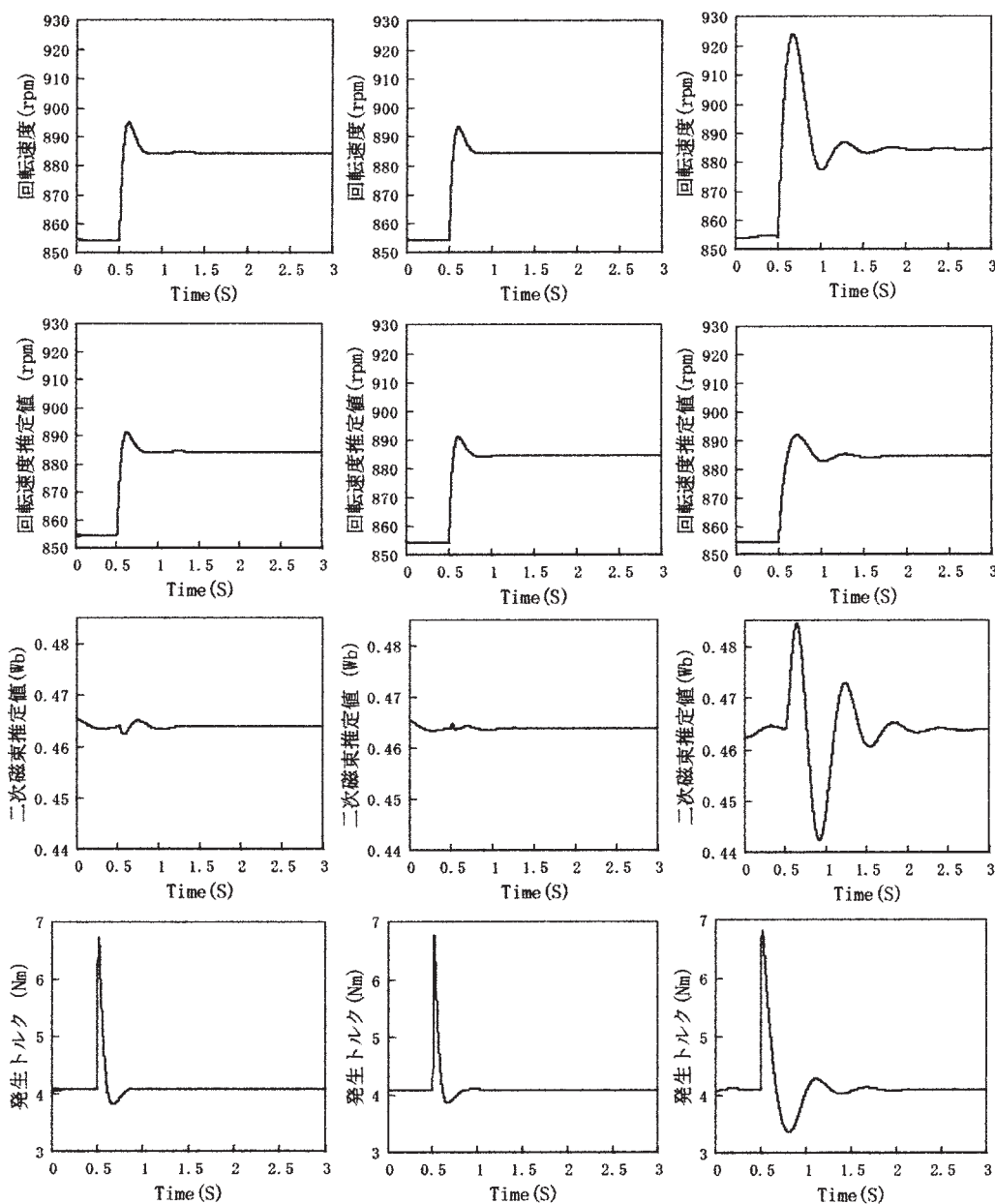
図3より k が増えると、回転速度は応答が収束す

るまで時間がかかり、回転速度推定値との差も大きくなっている。また、二次磁束推定値も二次磁束指令値 $\phi_{2d}^* = 0.464 \text{ Wb}$ 一定で制御しているが、二次磁束推定値が振動している。

次に、図 4 に速度制御器の一次遅れフィルターの時定数 T_f の影響¹⁾について示す。 T_f を、0.0005、0.005、0.05 に変化した場合の過渡応答を示す。 $T_f = 0.0005$ では、計算波形はあまり $T_f = 0.005$ の場合と変わらないが、 T_f が 0.05 になると回転速度、回転速度推定値、発生トルクとも振動していることが分かる。

Table 1 Parameters of induction motor and control circuit

誘導電動機定数	制御回路定数
$P_o = 1.5 \text{ (kW)}$	$K_v = 15.0$
$V = 180 \text{ (V)}$	$K_i = 0.8$
$f = 60 \text{ (Hz)}$	$K_q = 0.552$
$P = 4 \text{ (Poles)}$	$K_\omega = 20$
$R_1 = 0.532 \text{ (\Omega)}$	$K_d = 3.3$
$R_2 = 0.537 \text{ (\Omega)}$	$\tau_i = 0.008 \text{ (s)}$
$L_1 = 0.0794 \text{ (H)}$	$\tau_q = 0.1 \text{ (s)}$
$L_2 = 0.0794 \text{ (H)}$	$\tau_\omega = 0.1 \text{ (s)}$
$M = 0.0773 \text{ (H)}$	$\tau_d = 0.01551 \text{ (s)}$
$J = 0.03128 \text{ (kg}\cdot\text{m}^2)$	$T_f = 0.005 \text{ (s)}$
(負荷機を含む)	$T_v = 0.0003126 \text{ (s)}$
	$\phi_{2d}^* = 0.464 \text{ (Wb)}$



(a) $k = 0.5$ (b) $k = 1.2$ (c) $k = 2.0$

Fig.3 Step responses for gain k of adaptive rotor flux observer

5 結論

適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレスベクトル制御系において、速度のステップ応答を計算し、オブザーバゲインの設定パラメータと速度制御器の一次遅れフィルタの影響を検討した。そして、オブザーバゲインの設定パラメータ k および速度制御器の一次遅れフィルタ T_f が、大きくなると、制御系は振動することを明らかにした。

参考文献

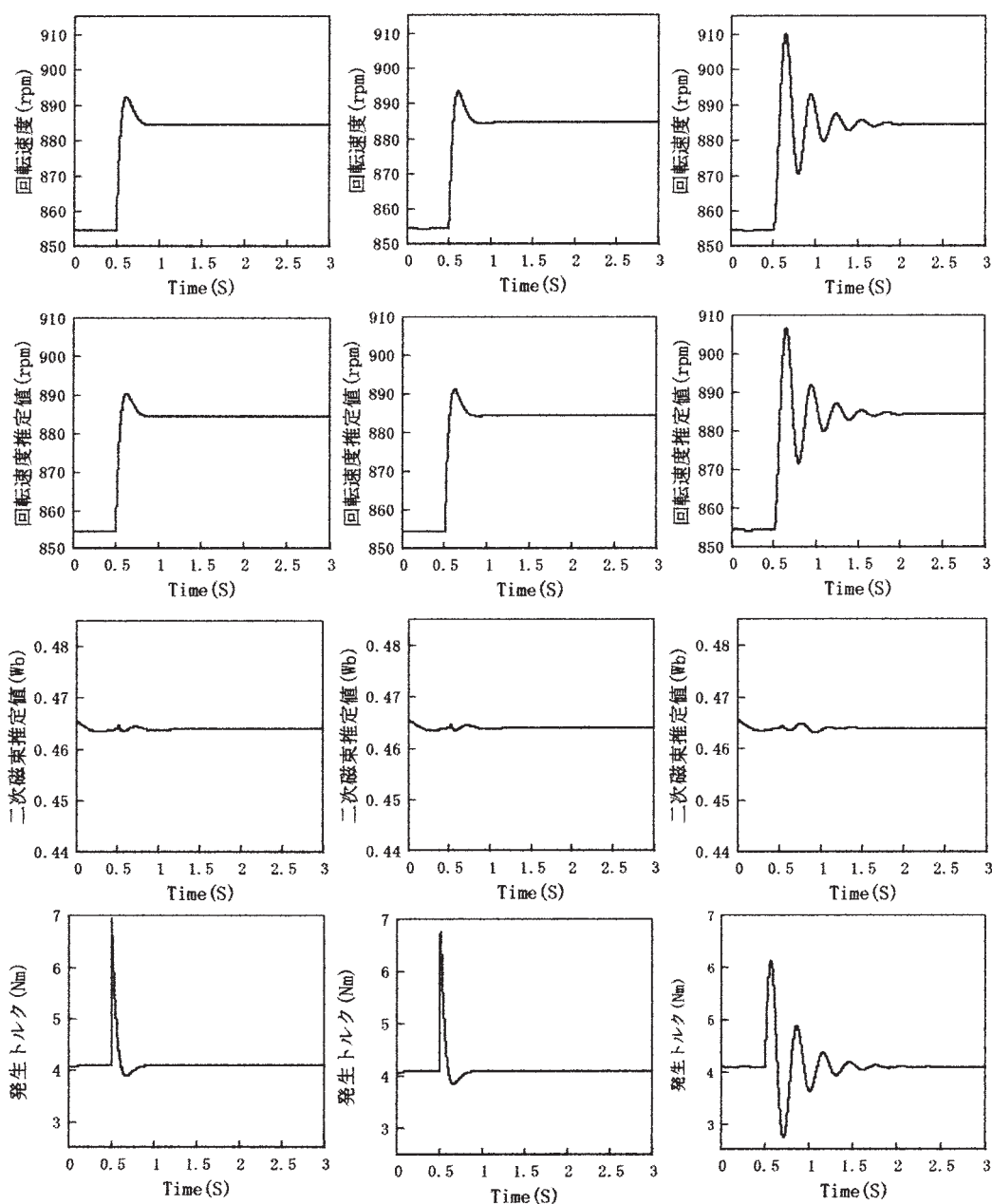
1) 松瀬, 谷口, 吉住, 並木 : 鉄損を考慮した速度セン

サレスベクトル制御誘導電動機の高効率制御方式, 電気学会論文誌D, Vol.121, No.8, pp869-878, 2001

2) K.Ohyama and K.Shinohara : Small-Signal Stability Analysis of Vector Control System of Induction Motor Without Speed Sensor Using Synchronous Current Regulator, *IEEE Trans. Industr. Applic.*, Vol.36, No.6, 1669, 2000

3) H.Tajima, Y.Matsumoto and H.Umida : Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System, 電気学会論文誌D, Vol.116, No.11, 1996

4) 大谷, 渡辺, 高崎, 高田 : ベクトル制御による誘導電動機速度センサレスドライブ, 電気学会論文誌



(a) $T_f = 0.0005$

(b) $T_f = 0.005$

(c) $T_f = 0.05$

Fig.4 Step responses for filter time constant T_f

- D, Vol.107, No.2, pp199-206, 1987
- 5) Emil Levi : Impact of Iron Loss on Behavior of Vector Controlled Induction Machines, *IEEE Trans.Industr.Applic.*, Vol.31, No.6, 1287, 1995
 - 6) S.H.Kim, S.K.Sul and M.H.Park : Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region, *IEEE IAS*, pp.401-407, 1993
 - 7) 久保田, 尾崎, 松瀬, 中野 : 適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御, 電気学会論文誌D, Vol.111, No.11, pp954-960, 1991
 - 8) 大山, 篠原, 永野, 有馬 : 適応二次磁束オブザーバを用いた誘導電動機速度センサレス直接形ベクトル制御系の安定性解析, 電気学会論文誌D, Vol.119, No.3, pp.333-344, 1999
 - 9) 中野 : 交流モータのベクトル制御, 日刊工業新聞社, p.98-110, 1996
 - 10) T.Nagano and K.Shinohara : Stability of Vector Control of Induction Motor without Speed Sensor Taking Core Loss into Account, ICEM '02, 2002